

Пример. В качестве примера рассмотрим функциональную схему мостиковой структуры (рис.). Вероятность исходных событий: $p_i = 0,9$, $q_i = 0,1$.

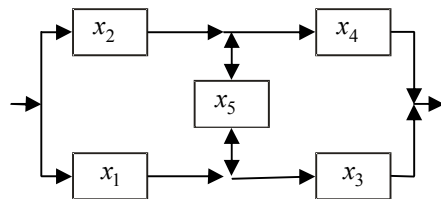


Рис. Функциональная схема мостиковой структуры

Запишем логическую функцию неработоспособности системы, используя минимальные аварийные сочетания:

$$x_1 \cdot x_2 \vee x_3 \cdot x_4 \vee x_1 \cdot x_4 \cdot x_5 \vee x_2 \cdot x_3 \cdot x_5.$$

Используя табличный метод и МАС получим следующий многочлен ВФ:

$$Q_c = q_1 \cdot q_2 + q_3 \cdot q_4 + q_1 \cdot q_4 \cdot q_5 + q_2 \cdot q_3 \cdot q_5 - q_1 \cdot q_2 \cdot q_3 \cdot q_4 - q_1 \cdot q_2 \cdot q_4 \cdot q_5 - q_1 \cdot q_2 \cdot q_3 \cdot q_5 - q_1 \cdot q_3 \cdot q_4 \cdot q_5 - q_2 \cdot q_3 \cdot q_4 \cdot q_5 + 2 \cdot q_1 \cdot q_2 \cdot q_3 \cdot q_4 \cdot q_5 = 0,022.$$

Используя технологию ДО, многочлен ВФ преобразуется к виду:

$$Q_c \approx 1 - (1 - q_1 \cdot q_2) \cdot (1 - q_3 \cdot q_4) \cdot (1 - q_1 \cdot q_4 \cdot q_5) \cdot (1 - q_2 \cdot q_3 \cdot q_5) \approx 0,022.$$

Таким образом, результаты анализа идентичны, как при использовании методов логико-вероятностно анализа, так и при использовании методов ДО.

Заключение. Таким образом, в настоящей статье рассмотрена методология анализа риска. Рассмотрены основные этапы и задачи этого анализа. Приведены основные методы и средства, используемые на различных этапах анализа опасности и оценки риска. Рассмотрены сложности при количественном анализе и направления решения этих проблем. Приведен пример расчета вероятности отказа системы, имеющей мостиковую структуру.

Список литературы: 1. Terje Aven. Reliability and Risk Analysis. 1st Ed. Elsevier Applied Science, 1992. 2. Хенли Э.Дж., Кумamoto X. Надежность технических систем и оценка риска. – М.: Машиностроение, 1984. 3. Материалы сайта: www.faulttree.net. 4. Redmill F., Chudleigh M., Catmur J. System Safety; HAZOP and Software HAZOP, Wiley, 1999. 5. Center for Chemical Process Safety. Guidelines for Chemical Process Quantitative Risk Analysis. American Institute of Chemical Engineers. 1989. 6. Рябинин И.А. Надежность и безопасность структурно-сложных систем. – СПб.: Политехника, 2000. 7. Рябинин И.А. Аналитические логико-вероятностные методы расчета надежности судовых электроэнергетических систем // Электрооборудование судов. – Вып. 133. – Л.: Судостроение, 1969. 8. Siu N. Risk Assessment for dynamic systems: An overview. – Reliability Engineering and System Safety. – 1994. – Vol. 43. 9. Можжаев А.С. Общий логико-вероятностный метод анализа надежности сложных систем. – Л.: ВМА, 1988. 10. Можжаев А.С. Программный комплекс автоматизированного структурно-логического моделирования сложных систем (ПК АСМ 2001) / Труды МНШ "Моделирование и анализ безопасности, риска и качества в сложных системах" (МА БРК – 2001). – СПб.: ООО "НПО "Омега", 2001. – С. 56–61.

Поступила в редакцию 01.10.2006

УДК 621.77

Т.Б. НИКИТИНА, канд. техн. наук, НТУ "ХПИ"

РОБАСТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ДВУХМАССОВОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ В РЕЖИМЕ БУКСОВАНИЯ

Розроблений метод робастного управління двохмасовою системою у режимі пробуксовки для стабілізації динамічних характеристик системи управління. Приведений приклад динамічних характеристик системи управління головним приводом блюмінга.

This article deals with the two masses electrical mechanical systems mathematical model, robust control, robust observe in rollers sliding mode. There is example of the robust control for blooming's main electric drive.

Постановка проблемы. Режимы буксования являются нормальными рабочими режимами для многих электромеханических систем. Для некоторых электромеханических систем такие режимы являются аварийными и могут приводить к поломкам оборудования [1 – 2]. Режимы буксования, как правило, сопровождаются колебаниями рабочего органа, при которых динамические моменты могут многократно превышать номинальные значения моментов, поэтому вопросы снижения динамических моментов в процессе буксования машин являются актуальными.

Анализ литературы. Характер динамических процессов в режимах буксования машин в значительной степени определяются наличием упругих элементов в кинематической цепи электромеханической системы от приводного двигателя до рабочего органа. Возникновение колебаний в режиме буксования в основном обусловлено наличием падающего участка в характеристике внешнего трения. Причем, такой падающий участок особенно характерен при работе электромеханических систем на низких скоростях движения рабочего органа, что часто сопровождается его неплавным движением. Синтез таких систем рассмотрен в [3 – 5]. Однако синтезированные таким образом системы обладают различными динамическими характеристиками при работе на восходящем и падающем участках характеристики внешнего трения.

Цель статьи. Целью данной статьи является синтез робастного управления двухмассовой электромеханической системой в режиме буксования для стабилизации динамических характеристик при изменении рабочей точки на характеристике внешнего трения.

Изложение материала исследования, полученных научных результатов. Рассмотрим математическую модель электромеханической системы в виде двухмассовой системы [1 – 2]. Введем вектор состояния $X(t)$,

компонентами которого являются: скорость вращения рабочего органа $\omega_2(t)$, момент упругости $M_{y12}(t)$, скорость вращения двигателя $\omega_1(t)$, ток якорной цепи $I_a(t)$, напряжение на якорной цепи $U_a(t)$:

$$\bar{X}^T(t) = \{\omega_2(t), M_{y12}(t), \omega_1(t), I_a(t), U_a(t)\}.$$

Введем вектор внешних воздействий $U(t)$, компонентами которого являются входное напряжение тиристорного преобразователя $U_{bx}(t)$ и момент сопротивления $M_c(t)$

$$\bar{U}^T(t) = \{U_{bx}(t), M_c(t)\}.$$

Тогда матрицы состояния A и управления B примут вид:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-\beta_c - \beta_{12}}{J_2} & \frac{1}{J_2} & \frac{\beta_{12}}{J_2} & 0 & 0 \\ -C_{12} & 0 & C_{12} & 0 & 0 \\ \frac{\beta_{12}}{J_1} & -\frac{1}{J_1} & -\frac{\beta_{12}}{J_1} & \frac{K\Phi}{J_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{K\Phi}{RT_3} & -\frac{1}{T_3} & \frac{1}{RT_3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_\mu} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{J_2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{K_{mn}}{T_\mu} & 0 \end{bmatrix}.$$

Здесь: J_2, J_1 – моменты инерции рабочего органа и двигателя; M_{y12} – момент упругости; C_{12}, β_{12} – жесткость и коэффициент внутреннего вязкого трения упругого вала при деформации кручения; $K_{тп}$ – коэффициент усиления тиристорного преобразователя.

Рассмотрим построение робастной системы управления [6 – 7] для работы на различных участках характеристики внешнего трения двухмассовой электромеханической системы. H^∞ -норма передаточной функции, представляет собой верхнюю грань коэффициента усиления между H^2 -нормой входного сигнала и H^2 -нормой выходного сигнала и, следовательно, H^∞ -норма равна квадратному корню из энергии выхода при входном возмущении с единичной энергией. Поэтому минимум H^∞ -нормы приводит к минимизации максимального по всему частотному диапазону энергии выходного сигнала для наихудшего случая приложения входного воздействия. Для получения приемлемых показателей качества синтезируемой системы в вектор контролируемых переменных $\bar{z}(t)$ необходимо включать ошибку системы, переменные состояния системы, которые нужно ограничивать, а также компоненты вектора управления $\bar{u}(t)$. Причем, роль весовых матриц в критерии качества выполняют матрицы C_1, D_{11} и D_{12} , с

помощью которых формируется вектор контролируемых переменных $\bar{z}(t)$. Задача синтеза робастной системы заключается в подборе таких значений этих матриц, при которых в системе обеспечивается выполнение заданных требований по качеству регулирования. А синтез такой системы сводится к минимизации H^∞ -нормы взвешенной энергии ошибок каналов, переменные состояния которых необходимо ограничивать, и управления. Таким образом, нахождение оптимального регулятора, минимизирующего H^2 -норму сводится к решению двух уравнений Риккати по управлению

$$A^T X_2 + X_2 A - X_2 B_2 B_2^T X_2 + C_1^T C_1 = 0$$

и по фильтрации

$$A Y_2 + Y_2 A^T - Y_2 C_2^T C_2 Y_2 + B_1 B_1^T = 0.$$

Тогда матрица коэффициентов усиления оптимального регулятора и матрица состояния замкнутой оптимальной системы, минимизирующей H^2 -норму, примут следующий вид:

$$F_2 = -B_2^T X_2, L_2 = -Y_2 C_2^T;$$

$$\hat{A}_2 = A + B_2 F_2 + L_2 C_2.$$

Синтез регулятора, минимизирующего H^∞ -норму, сводится к решению двух уравнений Риккати по управлению

$$A^T X_\infty + X_\infty A - X_\infty (B_2 B_2^T - \gamma^2 B_1 B_1^T) X_\infty + C_1^T C_1 = 0$$

и по фильтрации:

$$A Y_\infty + Y_\infty A^T - Y_\infty (C_2^T C_2 - \gamma^2 C_1^T C_1) Y_\infty + B_1 B_1^T = 0.$$

Рассмотрим стандартную форму уравнения состояния, вектора контролируемых параметров $\bar{z}(t)$ и вектора измеряемых переменных $\bar{y}(t)$, принятую в теории робастного управления [6 – 7]:

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = A\bar{x}(t) + B_1\bar{w}(t) + B_2 u(t);$$

$$\bar{z}(t) = C_1\bar{x}(t) + D_{11}\bar{w}(t) + D_{12}u(t);$$

$$\bar{y}(t) = C_2\bar{x}(t) + D_{21}\bar{w}(t) + D_{22}u(t).$$

Введем следующие компоненты вектора внешних воздействий $\bar{w}(t)$: задающее воздействие скорости вращения $\omega_3(t)$, помеха f_1 измерения скорости вращения двигателя ω_o , фиктивная помеха f_2 измерения переменной состояния интегратора $z(t)$ так, что $\bar{w}(t) = \{\omega_3(t), f_1(t), f_2(t)\}^T$.

Введем в вектор контролируемых переменных $M_c(t)$ ошибку $\varepsilon(t)$ между заданным $\omega_3(t)$ и фактическим $\omega_o(t)$ значениями скорости вращения двигателя $\varepsilon(t) = \omega_3(t) - \omega_o(t)$, выходное напряжение интегратора $z(t)$ и

управляющее напряжение на входе тиристорного преобразователя $U_{\text{вх}}(t)$ в следующем виде $\bar{z}(t) = \{\varepsilon(t), z(t), U_{\text{вх}}(t)\}^T$.

Компонентами вектора измеряемых переменных $\bar{y}(t)$ примем измеренные скорости вращения двигателя $\omega_{\partial u} = z(t) + f_1(t)$ и измеренную переменную состояния интегратора $z_u(t) = z(t) + f_2(t)$ так, что $\bar{y}(t) = \{\omega_{\partial u}(t), z_u(t)\}^T$.

Введем в вектор возмущений исходной системы $\bar{w}(t)$ первую компоненту $M_c(t)$, действующую на исходную систему в виде момента сопротивления, так что вектор $\bar{w}(t)$ будет иметь следующий вид: $\bar{w}(t) = \{M_c(t), \omega_3(t), f_1(t), f_2(t)\}$.

Подадим теперь это возмущение от момента сопротивления $M_c(t)$ на вход исходной системы, задав ненулевую компоненту первого элемента в первый столбец матрицы B_1 .

Введем также это возмущение в вектор контролируемых параметров $\bar{z}(t)$, задав ненулевой компонентой первый элемент матрицы D_{11} .

Результаты моделирования. В качестве примера рассмотрим построение робастного регулятора для главного электропривода Криворожского блюминга 1300. Двухмассовая модель достаточно хорошо аппроксимирует короткую линию главного привода [1]. Режим буксования является аварийным режимом и часто возникает в процессе захвата слитков, хотя известны случаи возникновения режима проскальзывания валков в режиме нормальной прокатки слитка. Исследуем чувствительность синтезированного робастного регулятора к изменению параметров объекта управления. В процессе буксования наиболее сильно изменяется коэффициент наклона характеристики внешнего трения β . Синтезируем робастный регулятор без учета характеристики внешнего трения приняв нулевое значение коэффициента β . Для исследования динамических характеристик системы с синтезированным таким образом робастным регулятором примем три значения этого коэффициента: номинальный режим буксования валков, соответствующий затухающему переходному процессу; режим расходящихся колебаний; режим работы системы на восходящем участке кривой внешнего трения. В качестве примера на рис. 1 показаны переходные процессы переменных состояния главного привода Криворожского блюминга 1300 в режиме пробуксовки валков в системе с робастным регулятором по задающему воздействию, а на рис. 2 показаны переходные процессы тех же переменных состояния по моменту сопротивления.

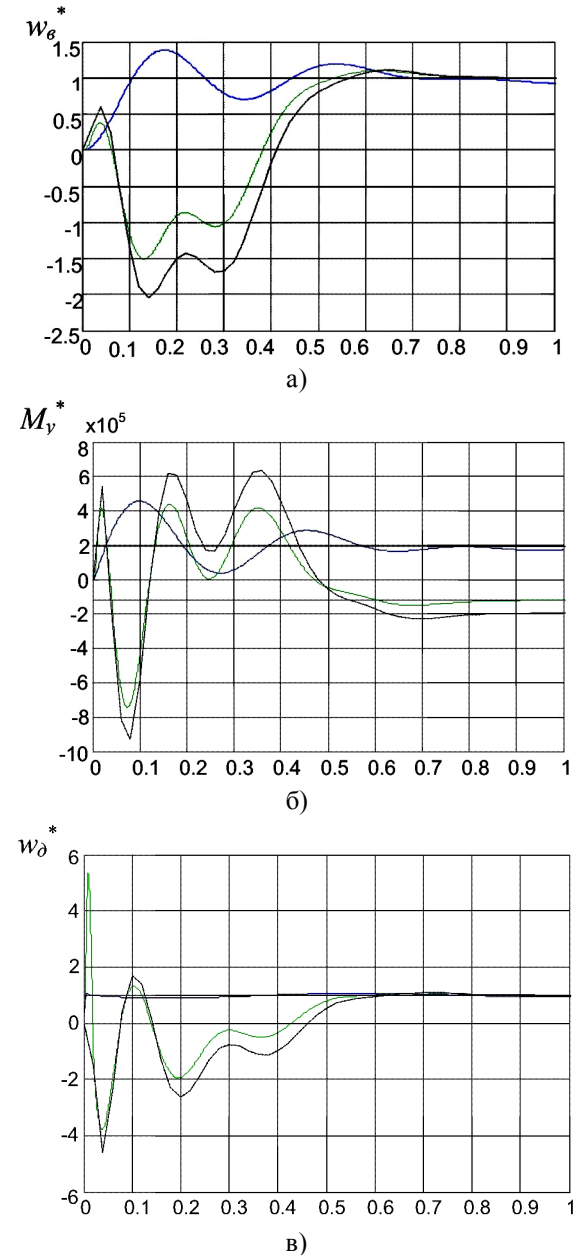


Рис. 1. Переходные процессы в робастной системе управления по задающему воздействию

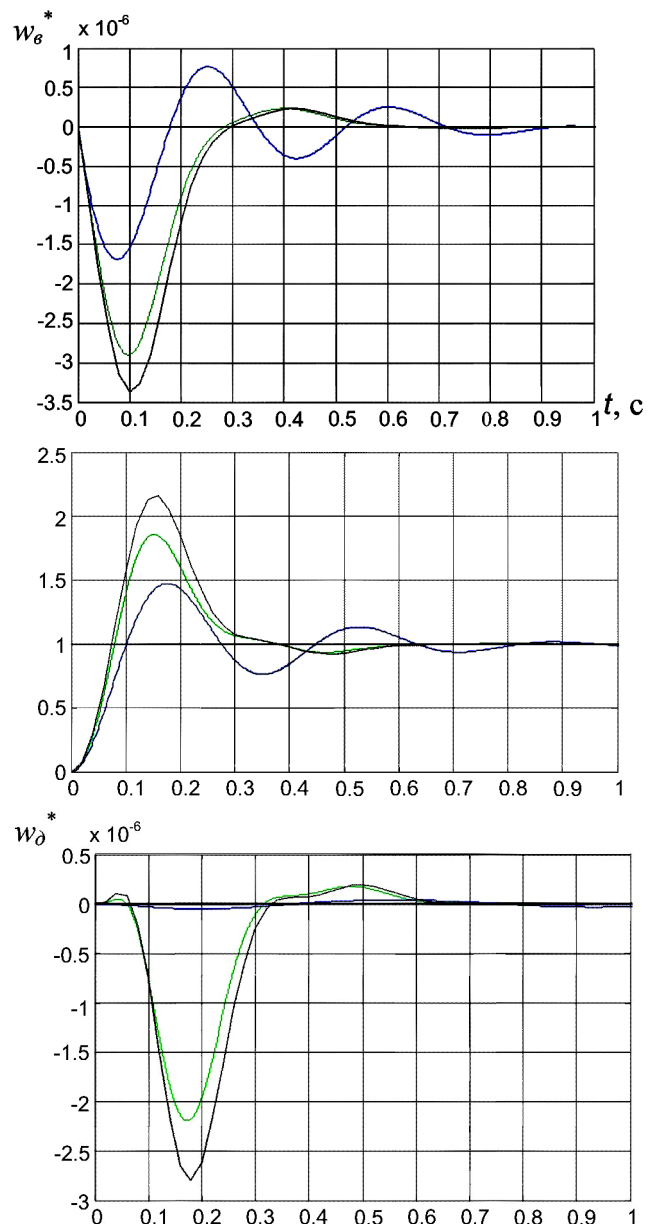


Рис. 2. Переходные процессы в робастной системе управления по возмущающему воздействию

На этих рисунках показаны следующие переменные состояния: а) – скорость вращения рабочего органа $\omega_2(t)$, б) – момент упругости $M_{y12}(t)$, в) – скорость вращения двигателя $\omega_1(t)$. Подбирая матрицы в критерии качества исходной системе удалось получить приемлемые показатели качества переходных процессов как по задающему, так и по возмущающему воздействиям. Время переходных процессов составляет около 0,7 секунд. Переходные процессы устойчивые и имеют одинаковые установившиеся значения. Для падающего участка кривой с наибольшим наклоном переходные процессы имеют наибольшее перерегулирование, а при работе на восходящем участке перерегулирование переходных процессов имеет минимальное значение. Как видно из этих графиков, с помощью одного робастного регулятора, синтезированного без учета влияния характеристики внешнего трения, удалось получить устойчивые переходные процессы для трех рассматриваемых значений коэффициентов наклона характеристики внешнего трения.

Выводы. Таким образом, в данной работе для стабилизации динамических характеристик двухмассовой электромеханической системы в режиме буксования при ее работе на различных участках характеристики внешнего трения предложено использовать робастное управление. Для синтеза робастного управления необходимо решать два уравнения Риккати по управлению и по наблюдению. Подбирая весовые матрицы в критерии качества синтезируемой системы и параметр толерантности можно получить удовлетворительные переходные процессы при работе системы на различных участках характеристики внешнего трения.

Список литературы: 1. Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Коломиец В.В. Синтез электромеханических систем со сложными кинематическими цепями. – Харьков: УИПА, 2005. – 511 с. 2. Кузнецов Б.И., Осичев А.В., Чаусов А.О. Оптимальное управление главным приводом блюминга в режиме пробуксовки валков // Техническая электродинамика. – К., 2000. – Ч. 6. – С. 23–28. 3. Никитина Т.Б. Синтез многоканальных нелинейных электромеханических систем // Вестник НТУ "ХПИ". Сборник научных трудов. – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2005. – № 45. – С. 130–131. 4. Никитина Т.Б. Синтез приближенно-оптимальных нелинейных систем цифрового управления технологическими процессами с аналитическими нелинейностями // Автоматизация производственных процессов. – К., 2003. – № 2 (17). – С. 62–65. 5. Никитина Т.Б. Приближенно оптимальное цифровое управление электроприводами с аналитическими нелинейностями // Вестник НТУ "ХПИ". Сб. научных трудов. – Харьков: НТУ "ХПИ", 2003. – № 10. – Т.1. – С. 321–322. 6. Khargonekar P., Petersen I., Rotea M., H^∞ optimal control with state feedback // IEEE Trans. Automat. Contr., AC – 33. – 1988. – P. 783 – 786. 7. Doyle J., Glover K., Khargonekar P., Francis B. State – space solutions to standard H^2 and H^∞ control problems // IEEE Trans. Automat. Contr., AC – 1989. – 34. – № 8. – P. 831 – 847.

Поступила в редакцию 27.09.2006